



12

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: 89108457.6

⑤1 Int. Cl.4: H03F 3/217

zz Anmeldetag: 11.05.89

③ Priorität: 07.07.88 DE 3822990

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
10.01.90 Patentblatt 90/02

**84 Benannte Vertragsstaaten:
CH DE FR GB LI**

71 Anmelder: AEG Olympia Aktiengesellschaft
Postfach 960
D-2940 Wilhelmshaven(DE)

72 Erfinder: Beeken, Horst
Teltower Strasse 14
D-1000 Berlin 20(DE)
Erfinder: Weber, Klaus, Dipl.-Ing.
Grüntaler Strasse 8
D-1000 Berlin 65(DE)

(74) Vertreter: Vogl, Leo, Dipl.-Ing.
AEG Olympia Aktiengesellschaft
Theodor-Stern-Kai 1
D-6000 Frankfurt 70 (DE)

54 Leistungsverstärker.

57 Die Erfindung betrifft einen Leistungsverstärker zum Verstärken analoger Eingangssignale, der aus N ausgangsseitig in Reihe geschalteten Schaltverstärkern (V_1-V_N) und einem nachgeschalteten Tiefpaßfilter (FL, FC) aufgebaut ist. Die Schaltverstärker sind als sekundärseitig geschaltete Schaltverstärker realisiert und werden durch pulsduauermodulierte Impulsfolgen (U_{ST1}, U_{STN}) angesteuert, die aus dem zu verstärkenden Eingangssignal (U_{NF}) abgeleitet sind und die jeweils um $360^\circ/N$ gegeneinander phasenverschoben sind. Die galvanische Trennung von Schaltverstärkerausgang und Speisespannungseingang übernimmt bei diesen Schaltverstärkern der Netztransformator (TR).

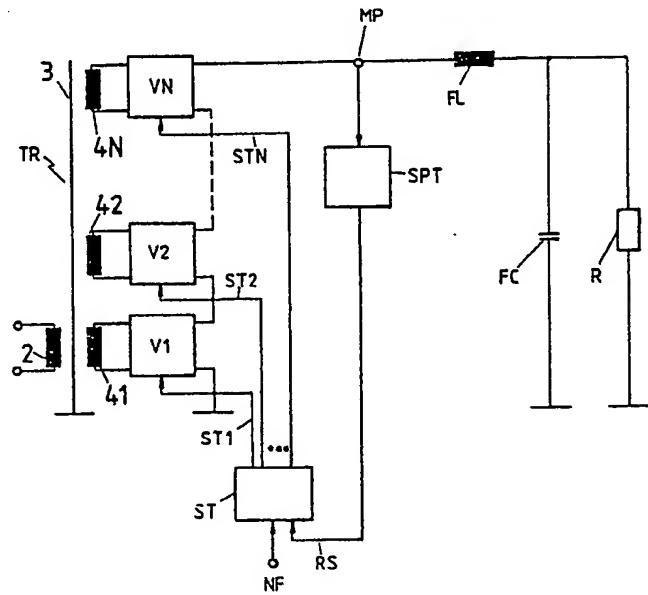


FIG. 1

Leistungsverstärker

Die Erfindung betrifft einen Leistungsverstärker gemäß Oberbegriff des Patentanspruchs 1. Ein solcher Leistungsverstärker ist beispielsweise aus der EP-A1-0 025 234 bekannt.

Verstärker dieser Art werden allgemein zur Leistungsverstärkung analoger Eingangssignale insbesondere des Niederfrequenz- oder Tonfrequenzbereichs auf hohem Spannungsniveau eingesetzt und zeichnen sich insbesondere durch einen hohen Wirkungsgrad und eine hohe Wiedergabegüte, d.h. durch eine geringe Verzerrung des Verstärkerausgangssignals selbst im Bereich von Spannungen bis zu 30-50 kV aus. Bevorzugt werden sie als Modulationsverstärker für Sender und hier insbesondere für amplitudenmodulierte Hochleistungs-Rundfunk sender des Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereichs mit einer anodenmodulierten RF-Endstufenröhre eingesetzt, aber auch als Hochspannungs-Gleichstromversorgung insbesondere für die Stromversorgung von Magneten in Teilchenbeschleunigeranlagen eignen sie sich hervorragend. Andere Anwendungen wie z.B. Lautsprecheranlagen sind ebenfalls möglich.

Der bekannte Leistungsverstärker besteht aus N ausgangsseitig in Reihe geschalteten und primärseitig geschalteten Schaltverstärkern und einem nachgeschalteten Tiefpaßfilter. Die N Schaltverstärker sind zu $N/2$ Paare zusammengefaßt, die jeweils durch zwei um 180° gegeneinander phasenverschobene pulsdauermodulierte Impulsfolgen angesteuert werden, während die Phasenverschiebung zwischen den einzelnen Impulsfolgepaaren $360^\circ/N$ beträgt.

Die Paarbildung ist bei diesem bekannten Verstärker notwendig, da sonst die Ummagnetisierung der Trenntransformatoren in den einzelnen Schaltverstärkern, deren Einsatz zur galvanischen Trennung des Speisespannungseingangs des jeweiligen Schaltverstärkers von dessen Ausgang zwingend erforderlich ist, das Tastverhältnis der einzelnen Impulsfolgen, d.h. das Verhältnis der Impulsdauer zur Periodendauer der Schaltschwingung, auf etwa 0.5 oder 50 % beschränken würde.

Das nachgeschaltete Tiefpaßfilter ist in seiner oberen Grenzfrequenz so dimensioniert, daß an seinem Ausgang das verstärkte und im wesentlichen unverzerrte Eingangssignal anliegt. Dabei ist der Filteraufwand bei einem solchen "mehrphasig" pulsdauermodulierten Verstärker wegen der damit verbundenen resultierenden höheren Abtastrate i.a. weitaus geringer als bei einem vergleichbaren herkömmlichen "einphasig" pulsdauermodulierten Verstärker (bei dem also die einzelnen Impulsfolgen nicht gegeneinander phasenverschoben sind), da das Summensignal der in Reihe geschalteten

5 Schaltverstärker vor dem Tiefpaßfilter im ersten Fall bereits das verstärkte analoge Eingangssignal am Ausgang des Tiefpaßfilters in erster Näherung approximiert, d.h. vollständig enthält, jedoch mit Anteilen der Schaltschwingung überlagert ist (vgl. hierzu auch FIG. 3c).

10 Dem Vorteil eines verringerten Filteraufwands stehen bei dem bekannten Verstärker der Nachteil gegenüber, daß wegen der Paarbildung immer nur eine geradzahlige Anzahl von Schaltverstärkern verwendet werden kann. Darüber hinaus muß man bei der bekannten Lösung von einem erhöhten Aufwand bei den Transformatoren ausgehen, da neben den Trenntransformatoren i.a. auch noch ein vorgesetzter Netztransformator für die Gleichspannungsversorgungen der einzelnen Schaltverstärker erforderlich ist.

15 Diese Nachteile können vermieden werden, wenn man, wie in der DE-OS-2 841 833 beschrieben ist, anstelle von in Reihe geschalteten Schaltverstärkern parallel geschaltete Schaltverstärker verwendet, da parallelegeschaltete Schaltverstärker keine galvanische Trennung von Speisespannungseingang und Verstärkerausgang erfordern und durch den damit verbundenen Wegfall der sonst erforderlichen Trenntransformatoren die einzelnen Schaltverstärker auch zu 100 % ausgesteuert werden können und ihre Zahl somit beliebig gewählt werden kann.

20 25 30 Diesen Vorteilen steht bei dieser bekannten Lösung der Nachteil gegenüber, daß mit der Parallelschaltung von Schaltverstärkern i.a. geringere Verstärkerausgangsspannungen technisch sinnvoll realisiert werden können als mit in Reihe geschalteten Schaltverstärkern.

35 40 45 Diese der Erfindung zugrunde liegende Aufgabe besteht darin, einen Leistungsverstärker der eingangs genannten Art zu schaffen, der bei vergleichbar hohen Wirkungsgrad und vergleichbar hoher Wiedergabegüte mit einem geringeren Transformatoraufwand auskommt, um eine Verstärkung des analogen Eingangssignals insbesondere auf hohem Spannungsniveau zu realisieren.

45 50 Die erfindungsgemäß Lösung dieser Aufgabe ist im Patentanspruch 1 beschrieben. Die übrigen Ansprüche enthalten vorteilhafte Aus- und Weiterbildungen der Erfindung sowie bevorzugte Anwendungen der Erfindung.

Die Erfindung besteht darin, als Schaltverstärker sekundärseitig geschaltete Schaltverstärker zu verwenden, da bei diesen Schaltverstärkern die galvanische Trennung des Schaltverstärkerausgangs von dem Speisespannungseingang, d.h. dem Netzzanschluß bereits durch den Netztransformator erfolgt und der Einsatz spezieller Trenntrans-

formatoren daher nicht erforderlich ist, so daß eine Beschränkung auf eine gerade Anzahl von Schaltverstärkern bei der erfindungsgemäßen Lösung entfällt und die einzelnen Schaltverstärker außerdem bis zu 100 % ausgesteuert werden können. Die Phasenverschiebung zwischen zwei zeitlich direkt aufeinanderfolgenden Impulsfolgen beträgt bei der erfindungsgemäßen Lösung vorteilhaft jeweils $360'/N$, wobei N die Anzahl der verwendeten Schaltverstärker ist.

Während mit den bekannten Leistungsverstärkern mit entsprechend dimensionierten Tiefpaßfiltern eine nahezu verzerrungsfreie Verstärkung des analogen Eingangssignals durchaus realisierbar ist, wird der wegen des Einsatzes von Schaltverstärkern anstelle von Linearverstärkern theoretisch zu erwartende hohe Wirkungsgrad mit den bekannten Verstärkern in der Praxis keineswegs erreicht.

Eine wesentliche Ursache des in der Praxis überraschend geringen Wirkungsgrades der bekannten Leistungsverstärker ist die durch die hohe Abtast- bzw. Schaltfrequenz bedingte Verlustleistung in den Aufbaukapazitäten der in den Schaltverstärkern verwendeten Netztransformatoren. Bei Transformatoren mit an Masse angeschlossener Schirmung sind es insbesondere die Schirmkapazitäten CT zwischen Schirmung und Sekundärwicklungen des Netztransformators (bei Netztransformatoren ohne Schirmung entsprechend die Wicklungskapazitäten zwischen Primär- und Sekundärwicklungen des Transformators), die für die hohe Verlustleistung in den Transformatoren verantwortlich sind. Aber auch die Querkapazitäten CQ zwischen räumlich benachbarten Sekundärwicklungen können erheblich zu diesen Verlusten beitragen.

In einer parallelen Anmeldung wurde deshalb vorgeschlagen, das Tiefpaßfilter so in die Schaltverstärker zu integrieren, d.h. komplette NF-Einzelverstärker zu bilden, daß diese an sich schädlichen Aufbaukapazitäten der Transformatoren, insbesondere die o.a. Schirmkapazitäten CT und/oder Querkapazitäten CQ Teile der einzelnen Tiefpaßfilter werden, so daß an den Transformatoren nicht mehr, wie bei den bekannten Leistungsverstärkern, die hohen Abtast- bzw. Schaltfrequenzen anliegen, sondern nur noch das abzutastende, niederfrequente analoge Eingangssignal, was eine entsprechende Reduzierung der Verlustleistung in den Aufbaukapazitäten der Netztransformatoren zur Folge hat. Damit verbunden ist eine entsprechende Erhöhung des Wirkungsgrades des Leistungsverstärkers.

In dieser parallelen Anmeldung wurde weiterhin vorgeschlagen, bei der Dimensionierung der einzelnen Tiefpaßfilter bezüglich ihrer oberen Grenzfrequenz die als Tiefpaßfilter-Teile "integrierten" Transformatorkapazitäten (beispielsweise die o.a. Schirm- und/oder Querkapazitäten) mit einzubezie-

hen, so daß dadurch der tatsächliche Filteraufwand reduziert werden kann.

In dieser Anmeldung wurde ferner betont, daß neben den dort beispielhaft angeführten Schirm- bzw. Querkapazitäten CT bzw. CQ auch weitere "Integrierbare" Transformatorkapazitäten bei der Dimensionierung der einzelnen Tiefpaßfilter berücksichtigt werden können.

Welche der "integrierbaren" Transformatorkapazitäten dabei wesentlich sind, hängt dabei in entscheidendem Maße vom gewählten Aufbau des Netzttransformators ab.

Im folgenden wird die Erfindung anhand der Figuren näher erläutert. Es zeigen:

FIG. 1 ein Blockschaltbild des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers mit Steuerschaltung für die einzelnen Schaltverstärker

FIG. 2 ein Blockschaltbild einer vorteilhaften Ausführungsform der Steuerschaltung des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers der FIG. 1

FIG. 3 Typische Spannungs-Zeitverläufe des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers gemäß FIG. 1 mit einer Steuerschaltung gemäß FIG. 2

FIG. 4-5 zwei bereits vorgeschlagene vorteilhafte Ausführungsformen eines sekundärseitig geschalteten Schaltverstärkers zur Verwendung in dem erfindungsgemäßen Leistungsverstärker gemäß FIG. 1

FIG. 6 die Grundschaltung eines erfindungsgemäßen Einzelverstärkermoduls, bestehend aus sekundärseitig geschaltetem Schaltverstärkerteil und integriertem Tiefpaßfilterteil, zur Verwendung in dem erfindungsgemäßen Leistungsverstärker gemäß FIG. 1

FIG. 7 eine einphasig ausgebildete vorteilhafte Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Einzelverstärkermoduls gemäß FIG. 6 mit einstufigen Tiefpaßfiltern zur Verwendung in dem erfindungsgemäßen Leistungsverstärker gemäß FIG. 1

FIG. 8 eine weitere, dreiphasig ausgebildete vorteilhafte Ausführungsform des erfindungsgemäßen Einzelverstärkermoduls gemäß FIG. 6 mit zweistufigen Tiefpaßfiltern zur Verwendung in dem erfindungsgemäßen Leistungsverstärker gemäß FIG. 1

FIG. 9 ein detaillierter ausgeführtes Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers gemäß FIG. 1 mit dreiphasig ausgeführten Verstärkermodulen gemäß FIG. 7

FIG. 10 ein detaillierter ausgeführtes weiteres Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers gemäß FIG. 1 mit Verstärkermodulen gemäß FIG. 8

FIG. 11 eine Abwandlung des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers gemäß FIG. 9 mit einem zusätzlich nachgeschalteten Tiefpaßfilter

FIG. 12 ein Detail einer bereits vorgeschlagenen vorteilhaften Ausführungsform eines

Drehstrom-Netztransformators mit sekundärseitigen Herausführungen zum Anschluß zweier Schaltverstärker über einen gemeinsamen Stützer

FIG.13-14 einen bereits vorgeschlagenen Stützer gemäß FIG. 12 in der Seitenansicht (FIG. 13) und Draufsicht (FIG. 14).

Der erfindungsgemäße Leistungsverstärker in FIG. 1 besteht aus N vorzugsweise gleichartigen sekundärseitig geschalteten Schaltverstärkern V1-VN, die ausgangsseitig in Reihe geschaltet sind und denen ein Tiefpaßfilter FL und FC nachgeschaltet ist, das in seiner oberen Grenzfrequenz so dimensioniert ist, daß am Verstärkerausgang das verstärkte und im wesentlichen unverzerrte Eingangssignal anliegt. Die Last ist der Einfachheit halber beispielhaft durch einen ohmschen Widerstand R dargestellt.

Zur Stromversorgung ist ein (beispielhaft einphasig ausgeführter) Netztransformator TR vorgesehen, der eine an ein (nicht gezeigtes) Versorgungsnetz angeschlossene Primärwicklung 2 und eine der Anzahl der Schaltverstärker V1-VN entsprechenden Zahl von Sekundärwicklungen 41-4N aufweist, wobei die Schaltverstärker V1-VN mit ihren Speisespannungseingängen an die entsprechenden Sekundärwicklungen 41-4N des Netztransformators TR angeschlossen sind. Der Transformator TR ist zusätzlich mit einer an Masse liegenden Schirmung 3 versehen, über die die kapazitiven Ströme, die durch das zu übertragende HF-Signal hervorgerufen werden, und, bei Verwendung von Schaltverstärkern ohne integrierte Tiefpaßfilter, die zusätzlichen kapazitiven Ströme, die durch das sekundärseitige Schalten der Gleichspannungen hervorgerufen werden, nach Masse abgeleitet werden können.

Die Schaltverstärker V1-VN sind mit ihren Steuereingängen über separate Steuerleitungen ST1-STN mit einer gemeinsamen Steuerschaltung ST verbunden, die beispielsweise als digitale Rechnerschaltung oder in Analogtechnik realisiert sein kann.

Am Ausgang der in Reihe geschalteten Schaltverstärker ist ein Meßpunkt MP vorgesehen, an dem die Ausgangsspannung des Schaltverstärker-Teils abgegriffen und über einen Spannungsteiler SPT als Rückkopplungssignal RS der Steuerschaltung ST zugeführt ist.

In der Steuerschaltung ST werden in Abhängigkeit von dem eingangsseitig anliegenden und durch das Rückkopplungssignal korrigierten Eingangssignal NF pulsdauermodulierte Impulsfolgen zur Ansteuerung der einzelnen Schaltverstärker V1-VN erzeugt und über die einzelnen Steuerleitungen ST1-STN an die zugeordneten Schaltverstärkerstufen V1-VN übertragen.

Zur Erhöhung der resultierenden Abtastfrequenz bzw. zur Verringerung des Aufwands beim

nachgeschalteten Tiefpaßfilter sind die einzelnen Impulsfolgen gegeneinander phasenverschoben, wobei die Phasenverschiebung zwischen zwei zeitlich aufeinanderfolgenden Impulsfolgen vorteilhaftweise $360^\circ/N$ beträgt.

Zur galvanischen Trennung der Steuerschaltung ST von den Schaltverstärkern V1-VN sind die einzelnen Steuerleitungen ST1-STN vorteilhaftweise zum mindesten abschnittsweise in Form von Lichtleitkabeln realisiert.

Die pulsdauermodulierten und ebenfalls um $360^\circ/N$ gegeneinander phasenverschobenen Schaltimpulsfolgen an den Ausgängen der einzelnen Schaltverstärker werden aufgrund der Reihenschaltung aufsummiert, wobei das Summationssignal in erster Näherung bereits das verstärkte Eingangssignal approximiert, wie dies in FIG. 3c anhand eines Summationssignals U_{MP} gezeigt ist, das beispielhaft aus vier jeweils um 90° gegeneinander phasenverschobenen Schaltimpulsfolgen $U_{ST1}-U_{ST4}$ gebildet ist, deren Schaltimpulsdauern jeweils proportional zu den entsprechenden Amplitudenwerten eines beispielhaft sinusförmigen Eingangssignals U_{NF} sind.

In dem nachgeschalteten Tiefpaßfilter FL, FC wird das Summationssignal U_{MP} einer weiteren Glättung unterzogen, d.h. es werden die verbleibenden Anteile der Schaltschwingung und ihrer Oberschwingungen gesperrt (in der Praxis stark gedämpft), so daß am Ausgang des Filters das verstärkte Eingangssignal im wesentlichen unverzerrt anliegt.

Durch die Rückkopplung eines Teils des Summationssignals in den Eingangskreis des Verstärkers werden (statische oder dynamische) Ungleichheiten in den einzelnen Schaltverstärkerstufen V1-VN kompensiert, die ohne diese Kompensation das Ausgangssignal zusätzlich verzerrten würden, was bei der Verwendung des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers als Modulationsverstärker in einem Sender im Frequenzspektrum entweder als diskrete Spektrallinien erscheinen würde oder in Form von Rauschen den eigenen Nachrichtenkanal bzw. in Form überhöhter Randaussendungen wodurch die Nachbarkanäle stören würde.

In FIG. 2 ist eine vorteilhafte Ausführungsform der Steuerschaltung ST des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers gemäß FIG. 1 gezeigt.

Bei dieser Schaltung ist jedem der Schaltverstärker V1-VN jeweils ein separater Pulsdauermodulator PDM1-PDMN zugeordnet, der in digitaler oder analoger Technik aufgebaut sein kann und der die zur Ansteuerung des ihm zugeordneten Schaltverstärkers V1-VN erforderlichen Impulsfolge erzeugt und diese über die zugehörige Steuerleitung ST1-STN dem Schaltverstärker V1-VN zuleitet.

Die einzelnen Pulsdauermodulatoren PDM1-PDMN sind mit ihren Referenzeingängen über se-

parate zweite Übertragungsleitungen K1-KN mit einer gemeinsamen Referenzoszillatorstufe ROS verbunden, die die zur Bildung der pulsdauermodulierten Impulsfolgen erforderliche Referenz- oder Schaltschwingung mit der für den jeweiligen Schaltverstärker V1-VN geforderten Phasenbeziehung erzeugt. Eigangsseitig sind die Pulsdauermodulatoren PDM1-PDM4 über separate erste Übertragungsleitungen LK1-LKN mit einem gemeinsamen Vormodulator VM verbunden, der das zu verstärkende Eingangssignal NF für die Pulsdauermodulatoren PDM1-PDMN aufbereitet.

Zur galvanischen Trennung sind vorzugsweise entweder die Steuerleitungen V1-VN oder alternativ hierzu sowohl die ersten als auch die zweiten Übertragungsleitungen LK1-LKN bzw. K1-KN vorteilhaft zumindest abschnittsweise mit Lichtleitkabeln realisiert.

FIG. 3 zeigt anhand eines Beispiels von vier in Reihe geschalteten Schaltverstärkern V1-V4 mit einer analog ausgeführten Steuerschaltung gemäß FIG. 2 typische Spannungs-Zeitverläufe einzelner Signale.

In FIG. 3a ist die beispielhaft sinusförmige Eingangsspannung U_{NF} gezeigt, die in den vier Pulsdauermodulatoren PDM1-PDM2 mit beispielhaft dreieckförmigen Referenz- oder Schaltspannungen $U_{K1}-U_{KN}$ verglichen wird, wobei die einzelnen Referenzspannungen $U_{K1}-U_{KN}$ jeweils um 90° gegeneinander phasenverschoben sind.

In den Zeiten, in denen die Eingangsspannung U_{NF} größer oder gleich der jeweiligen Referenzspannungen $U_{K1}-U_{KN}$ ist, erzeugt der entsprechende Pulsdauermodulator jeweils einen positiven Ausgangsimpuls. Die so entstehenden Ausgangsimpulsfolgen $U_{ST1}-U_{ST4}$ sind in FIG. 3b gezeigt. Sie dienen der Ansteuerung der entsprechenden Schaltverstärker V1-V4, an deren Ausgängen synchron mit den Steuereimpulsfolgen $U_{ST1}-U_{ST4}$ Schaltimpulsfolgen entstehen, die zu einem Summationssignal U_{MP} aufsummiert werden, wie FIG. 3c zeigt.

In einer vorteilhaften digitalen Ausbildung der Steuerschaltung ST wird der Vergleich des Eingangssignals NF mit einem Referenzsignal nach einer eingangsseitigen Digitalisierung durchgeführt, indem die in FIG. 3 dreieckförmig gewählten Referenzspannungen $U_{K1}-U_{KN}$ durch synchron geschaltete Zähler ersetzt werden und der Vergleich des Eingangssignals auf digitalem Wege erfolgt. Dabei können die Zähler z.B. als diskrete integrierte Schaltungen oder vorzugsweise mit Hilfe eines Signalprozessors realisiert werden, wobei die Vielzahl der Zähler durch einen entsprechenden Algorithmus realisiert werden.

In den Figuren 4-5 sind zwei bereits vorgeschlagene Ausführungsformen von sekundärseitig geschalteten Schaltverstärkern V gezeigt, die bei-

spielhaft einphasig ausgeführt sind und die vorteilhaft in dem erfindungsgemäßen Leistungsverstärker gemäß FIG. 1 eingesetzt werden können.

Die aus der DE-A1-30 44 956 bekannten 5 Grundschaltung in FIG. 4 besteht aus einer Gleichrichterdiode G, einer Siebdrossel L, einem Siebkondensator C, die zusammen mit einem Netztransformator, von dem nur die Sekundärwicklung 4 gezeigt ist, ein Gleichspannungsnetzgerät UB bilden, das durch einen Schalter S ein- und ausgeschaltet werden kann und das im ausgeschalteten Zustand von einer Freilaufdiode D überbrückt wird. Der Schalter S wird dabei von der in der (nicht gezeigten) Steuerschaltung (ST in FIG. 1 oder 2) 10 15 erzeugten Impulsfolge angesteuert.

Die aus der EP-A1-0 066 904 bekannten Schaltung gemäß FIG. 5 besteht aus einem Doppelnetzgerät, das sich aus zwei in Reihe geschalteten und an eine gemeinsame Sekundärwicklung 4 angegeschlossenen Gleichspannungsnetzgeräten UB1 und UB2 zusammensetzt und das über die Schalter S1 und S2 ein- und ausgeschaltet werden kann und im ausgeschalteten Zustand von den beiden in Reihe geschalteten Freilaufdioden D1 und D2 überbrückt wird. Dabei sind die Schalter S1 und S2 unabhängig voneinander ansteuerbar, so daß das eine Gleichspannungsnetzgerät UB1 unabhängig von dem anderen Gleichspannungsnetzgerät UB2 eingeschaltet und ausschaltbar ist. Die Schalter S1 und S2 können somit entweder mit der gleichen Impulsfolge angesteuert werden oder alternativ hierzu durch zwei gegeneinander phasenverschobene Impulsfolgen.

In FIG. 6 ist die Grundschaltung eines erfindungsgemäßen Einzelverstärkermoduls gezeigt, der sich besonders zur Verwendung in dem erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers gemäß FIG. 1 eignet. Die Schaltung besteht aus einem kompletten NF-Verstärkermodul V, das aus einem sekundärseitig geschalteten und im Aufbau mit der Schaltung gemäß FIG. 5 identischen Schaltverstärker und aus einem "integrierten" Tiefpaßfilter FL1, FC1, FL2, FC2 besteht. Der Vorteil dieser Schaltung besteht vor allem darin, daß durch die durchgehende Verbindungsleitung VL störende Aufbaukapazitäten des Netztransformators wie z.B. die Querkapazitäten benachbarter Sekundärwicklungen oder die Schirmkapazitäten zwischen Schirmung und Sekundärwicklungen (oder die Wicklungskapazitäten zwischen Primär- und Sekundärwicklungen, die insbesondere bei Transformatoren ohne Schirmung besonders ausgeprägt sind) in das Tiefpaßfilter integriert werden, so daß am Netztransformator nicht mehr die Schaltfrequenz, sondern nur noch die niedrigeren Eingangssignal NF anliegt, was zu einer erheblichen Verminderung der Verluste führt, da diese Aufbaukapazitäten nicht mehr mit der Schaltfrequenz umgeladen werden müssen.

Während bei Verwendung von Schaltverstärkern z.B. gemäß FIG. 4 oder 5 ohne integrierte Tiefpaßfilter die Reihenschaltung der Schaltverstärker durch die Reihenschaltung der Freilaufdioden erfolgt, wird bei Verwendung von Einzelverstärkern z.B. gemäß FIG. 6 mit integriertem Tiefpaßfilter die Reihenschaltung der Schaltverstärker durch die Reihenschaltung der Filterkondensatoren realisiert.

Ein weiterer Vorteil der Schaltungen gemäß FIG. 5 und 6 besteht darin, daß durch die Verwendung von Doppelnetzgeräten die Zahl der erforderlichen Sekundärwicklungen gegenüber der Schaltung gemäß FIG. 4 um die Hälfte auf N/2 reduziert wird.

Das aus der Grundschaltung gemäß FIG. 6 weiterentwickelte erfindungsgemäße Verstärkermodul V in FIG. 7 zur Verwendung in dem erfindungsgemäßen Leistungsverstärker in FIG. 1 besteht aus zwei Einzelverstärkern, die jeweils aus einem aus Gleichspannungsnetzgerät UB1 bzw. UB2, Schalter SCH1 bzw. SCH2 und Freilaufdiode FD1 bzw. FD2 aufgebauten sekundärseitig geschalteten Schaltverstärker sowie aus einem aus Filterspule FL1 bzw. FL2 und Filterkondensator FC1 bzw. FC2 aufgebauten Tiefpaßfilter bestehen.

Erfindungsgemäß sind in diesem Verstärkermodul V sowohl die Gleichspannungsnetzgeräte UB1 und UB2 und die Freilaufdioden FD1 und FD2 der beiden Schaltverstärker als auch die Filterkondensatoren FC1 und FC2 der beiden Tiefpaßfilter jeweils in Reihe geschaltet und die Verbindungs punkte P2, P5 und P8 zwischen den jeweiligen Bauelemente-Paaren dieser drei Reihenschaltungen über eine durchgehende Verbindungsleitung VL miteinander verbunden. Die äußeren Endpunkte P3, P6, P9 bzw. P4, P7, P10 dieser drei Reihenschaltungen sind jeweils über eine weitere Reihenschaltung aus Schalter SCH1 bzw. SCH2 und Filterspule FL1 bzw. FL2 miteinander verbunden, wobei die Reihenschaltung der Freilaufdioden FD1 und FD2 mit ihren beiden Endpunkten P6 bzw. P7 jeweils zwischen Schalter SCH1 bzw. SCH2 und Filterspule FL1 bzw. FL2 angeschlossen ist.

Die Reihenschaltung der beiden Gleichspannungsnetzgeräte UB1 und UB2 ist in diesem Verstärkermodul V in Form eines an sich bekannten und beispielsweise im TELEFUNKEN Röhrentaschenbuch, Ausgabe 1956, auf Seite 310 beschriebenen Doppelnetzgeräts realisiert.

Dieses Doppelnetzgerät enthält einen Netztransformator TR, der in dem Ausführungsbeispiel in FIG. 7 beispielhaft einphasig mit einer Primärwicklung 2 und einer Sekundärwicklung 4 ausge führt ist und der zur Ableitung kapazitiver Schalströme eine an Masse angeschlossene Schirmung 3 enthält.

In dieser wie auch in den folgenden Figuren sind der Übersichtlichkeit wegen keine weiteren

Details im Aufbau des verwendeten Trans formators (Eisenkern, Isoliermaterialien usw.) enthalten, die aber dennoch bei der konkreten Realisierung sehr wohl zu berücksichtigen sind.

An das eine Ende der Sekundärwicklung sind zwei gegenpolig parallel ("antiparallel") geschaltete Gleichrichter G1 und G2 angeschlossen, die bezüglich des anderen Endes P1 der Sekundärwicklung zwei Roh-Gleichspannungen mit unterschiedlicher Polarität erzeugen, die in dem jeweils nachgeschalteten LC-Siebglied, bestehend aus Siebdrossel SL1 bzw. SL2 und Siebkondensator SC1 bzw. SC2, gesiebt, d.h. geglättet werden. Die Siebkondensatoren SC1 und SC2 sind bei diesem Doppel netzgerät in Reihe geschaltet, wobei ihr gemeinsamer Verbindungs punkt P2 über die durchgehende Verbindungsleitung VL mit dem anderen Ende P1 der Sekundärwicklung 4 verbunden ist.

Die an dem jeweiligen Siebkondensator SC1 bzw. SC2 anliegende geglättete Gleichspannung stellt dabei die Ausgangsspannung des jeweiligen Gleichspannungsnetzgerätes UB1 bzw. UB2 dar.

Mit dem symmetrischen Aufbau des erfindungsgemäßen Verstärkermoduls V mit der durch gehenden Verbindungsleitung VL als "Symmetrieachse" ist im erfindungsgemäßen Verstärkermodul V eine durchgehende symmetrische Verbindung vorhanden zwischen der Sekundärwicklung 4 des Netztransformators (TR) einerseits und den Filterkondensatoren FC1 bzw. FC2 der Tiefpaßfilter andererseits, wodurch insbesondere die sekundärwicklungsbedingten Aufbaukapazitäten des Netztransformators TR direkt mit den Tiefpaßfiltern verbunden und in diese "integriert" sind.

Die Schirmkapazität CT zwischen der Sekundärwicklung 4 und der an Masse liegenden Schirmung 3 beispielsweise, die neben den weiter unten diskutierten Querkapazitäten CQ zwischen räumlich benachbarten Sekundärwicklungen einen wesentlichen Teil dieser schädlichen Aufbaukapazitäten darstellt und die in der FIG. 7 gestrichelt eingezeichnet ist, ist in einem vereinfachten Ersatzschaltbild mit einem Ende an Masse und (wegen der direkten Verbindung der Punkte P1 und P2 in FIG. 7) mit dem anderen Ende an den Verbindungs punkt P2 der beiden in Reihe geschalteten Gleichspannungsnetzgeräte UB1 und UB2 angeschlossen.

Äquivalent hierzu ist wegen der direkten symmetrischen Verbindung VL der Verbindungs punkte P2 und P8 ein anderes Ersatzschaltbild der FIG. 7, in dem die Schirmkapazität CT parallel zum Filterkondensator FC2 geschaltet ist und damit einen integralen Bestandteil des entsprechenden Tiefpaß filters FL2, FC2 bildet.

Der große Vorteil dieser erfindungsgemäßen Schaltung besteht darin, daß mit dieser Integration insbesondere der sekundärwicklungsbedingten Auf-

baukapazitäten des Netztransformators in die Tiefpaßfilter an dem Transformator nicht mehr, wie bei den bekannten Leistungsverstärkern, die hohen Abtast- bzw. Schaltfrequenzen anliegen, sondern nur noch das abzutastende niederfrequenter Eingangssignal, so daß die schädlichen Aufbaukapazitäten nur noch mit der Frequenz des Eingangssignals (und nicht mehr mit der Schaltfrequenz) umgeladen werden, was mit einer entsprechenden Reduzierung der Verlustleistung in den Aufbaukapazitäten des Netztransformators bzw. mit einer entsprechenden Verbesserung des Wirkungsgrades des Leistungsverstärkers verbunden ist.

Ein qualitativer Vergleich des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers mit einem beispielsweise aus der DE-A1-36 35 365 oder der EP-A1-0 066 904 bekannten Leistungsverstärkers mag diesen Sachverhalt verdeutlichen.

Der bekannte Schaltverstärker verwendet ebenfalls das an sich bekannte Doppelnetzgerät, um damit aber zwei in Reihe geschaltete Schaltverstärker UB1, SCH1, FD1 bzw. UB2, SCH2, FD2 zu realisieren, denen ein gemeinsames Tiefpaßfilter FL, FC nachgeschaltet ist.

Da bei dieser Schaltung die durchgehende symmetrische Verbindung zwischen Sekundärwicklung des Netztransformators und dem Tiefpaßfilter fehlt, liegt in dem Fall, gemäß einem bei synchron angesteuerten Schaltern SCH1 und SCH2 hierzu äquivalenten Ersatzschaltbild mit einem Netzgerät UB (der doppelten Ausgangsspannung), einem Schalter SCH und einer Freilaufdiode FD, die schädliche Schirmkapazität CT nicht mehr parallel zum Filterkondensator FL, sondern parallel zur Freilaufdiode FD und wird daher im Takt der weit-aus höheren Schaltfrequenz umgeladen, was mit einer entsprechenden Verschlechterung des Wirkungsgrades des Leistungsverstärkers einhergeht.

In FIG. 8 ist ein weiteres besonders vorteilhaftes Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Verstärkermoduls V gezeigt, das sich von der in FIG. 7 gezeigten Schaltung dadurch unterscheidet, - daß anstelle des einphasig ausgeführten Netztransformators hier ein primärseitig im Dreieck und sekundärseitig im Stern P1 geschalteter Drehstrom-Netztransformator vorgesehen ist, dem sekundärseitig zwei gegenpolig parallel geschaltete Drehstrom-Stern-Gleichrichterschaltungen G1, G3, G5 bzw. G2, G4, G6 nachgeschaltet sind und bei dem der Verbindungspunkt P2 der in Reihe geschalteten Siebkondensatoren SC1 und SC2 mit dem Sternpunkt P1 der Sekundärwicklungen 4 direkt verbunden ist und - daß anstelle der einstufig ausgeführte Tiefpaßfilter hier beispielhaft zweistufig ausgeführte Tiefpaßfilter FL1, FC1; FL3, FC3 bzw. FL2, FC2; FL4, FC4 vorgesehen sind, die für eine noch stärkere Dämpfung der Schaltfrequenz und ihrer Oberschwingun-

gen, d.h. für eine noch geringere Verzerrung der Verstärkerausgangsspannung sorgen.

In einem entsprechenden Ersatzschaltbild dieser Schaltung wären die Schirmkapazitäten CT zwischen den einzelnen Sekundärwicklungen 4 und der Schirmung 3 in FIG. 8 parallel zu dem Filterkondensator FC4 der zweiten Filterstufe FL4, FC4 des unteren Tiefpaßfilters geschaltet und zu einer gemeinsamen Schirmkapazität zusammengefaßt.

Die Schalter SCH1 bzw. SCH2 des erfindungsgemäßen Verstärkermoduls V in den FIG. 7 oder 8 können unabhängig voneinander angesteuert, d.h. ein- und ausgeschaltet werden. Die von dem Eingangssignal abgeleiteten Impulsfolgen legen dabei die zeitliche Abfolge der Schaltimpulse fest. Die resultierende Ausgangsspannung U_A am Ausgang des Verstärkermoduls V kann im Idealfall in Abhängigkeit von diesen Impulsfolgen bzw. den Schaltimpulsen statisch oder dynamisch jeden beliebigen Wert zwischen 0 Volt (beide Schalter ausgeschaltet) und $2U_B$ (beide Schalter eingeschaltet) annehmen, wobei U_B die Ausgangsspannung eines Gleichspannungsnetzgerätes UB1 oder UB2 ist.

Vorteilhafterweise werden die beiden Schalter SCH1 bzw. SCH2 des erfindungsgemäßen Verstärkermoduls V jedoch synchron, d.h. zeitgleich mit pulsdauermodulierten Impulsfolgen angesteuert, da in diesem Fall die Schaltung in FIG. 8 wie eine Drehstrom-Brückenschaltung wirkt, die es erlaubt, die an sich schädlichen Aufbaukapazitäten des Netztransformators durch Integration in die Tiefpaßfilter unschädlich zu machen und die gleichzeitig den guten Wirkungsgrad einer Drehstrom-Brückenschaltung aufweist.

Bei konstantem Lastwiderstand R ändern sich bei Ansteuerung des erfindungsgemäßen Verstärkermoduls V mit pulsdauermodulierten Impulsfolgen theoretisch die Ausgangsspannung U_A und der Ausgangsstrom linear mit dem Tastverhältniswert V_T , d.h. mit dem Verhältnis zwischen der Einschaltzeit T_{EIN} der synchron angesteuerten Schalter SCH1 und SCH2 und der Perioden dauer T der Schaltschwingung. In der Praxis gilt dieser lineare Zusammenhang jedoch nicht. Die tatsächliche Ausgangsspannung U_A weicht mit abnehmenden Tastverhältniswert V_T zunehmend von dem theoretischen Wert ab, so daß sich im Bereich kleiner Eingangssignalamplituden bzw. schmaler Schaltimpulse in der Ausgangsspannung U_A sogenannte "Unterstrichverzerrungen ergeben.

Diese Unterstrichverzerrungen entstehen durch die Auf- und Entladung unerwünschter Schaltkapazitäten CS an der mit Schaltimpulsen beaufschlagten Seite der Filterspulen FL1 und FL2. Diese Schaltkapazitäten sind im wesentlichen die Ausgangskapazitäten CS1 und CS2 der verwendeten Schalter SCH1 und SCH2, die im Prinzip parallel zu den zugehörigen Schaltern geschaltet sind.

Da jedoch die Kapazität der beiden Sieb kondensatoren SC1 bzw. SC2 sehr groß ist und diese somit für die Schaltschwingung einen Kurzschluß darstellen, liegen die Ausgangskapazitäten CS1 bzw. CS2 der beiden Schalter SCH1 bzw. SCH2 in Wirklichkeit parallel zu der jeweiligen Freilaufdiode FD1 bzw. FD2.

Diese Kapazitäten CS1 bzw. CS2 werden beim Schließen der Schalter SCH1 bzw. SCH2 auf U_A aufgeladen und nach dem Öffnen der Schalter durch den durch die Filterspulen FL1 bzw. FL2 fließenden Strom entladen. Erst nach vollständiger Entladung der "Kondensatoren" CS1 und CS2 fließt der Strom in gewünschter Weise durch die Freilaufdioden FD1 und FD2. Die Entladzeit ist dabei umgekehrt proportional zum Strom, so daß sich dieser störende Effekt vor allem bei kleinen Stromwerten in Form der oben beschriebenen Unterstrichverzerrungen bemerkbar macht.

Zur Reduzierung dieser Unterstrichverzerrungen sind in einer vorteilhaften Weiterbildung der bisher diskutierten Grundschaltung des erfindungsgemäßen Verstärkermoduls V in den Schaltungen der FIG. 7 und 8 den beiden Freilaufdioden FD1 und FD2 jeweils eine Reihenschaltung aus Widerstand R1 bzw. R2 und weiterem Schalter SCH3 bzw. SCH4 parallel geschaltet, die im Gegentakt zu den beiden „Hauptschaltern“ SCH1 und SCH2 arbeiten und die für die Entladung der Schaltkapazitäten CS1 und CS2 sorgen.

Vorteilhaftweise ist zwischen Öffnen (Schließen) der Hauptschalter SCH1 und SCH2 und Schließen (Öffnen) der „Entladeschalter“ SCH3 und SCH4 jeweils eine Verzögerungs-bzw. Totzeit vorgesehen, deren Dauer vorzugsweise in etwa den Entladzeiten der Schaltkapazitäten CS1 und CS2 für große Stromwerte, d.h. bei Oberstrich und Strich entspricht, so daß bei Oberstrich und Strich die Umladeleistung über den Lastwiderstand R abfließt und nur bei Unterstrich in den Entladewiderständen R1 und R2 verbraucht wird.

Da in dieser Zeit aber nur geringe Entladeströme fließen, wird der Wirkungsgrad des Verstärkermoduls durch diese Maßnahme nur unerheblich verschlechtert bei gleichzeitig erheblichen Verbesserungen der Qualitätswerte des Ausgangs signals (geringerer Verzerrungsgrad). Zur Optimierung ist es vorteilhaft, die Verzögerungszeit zwischen Öffnen (Schließen) der Hauptschalter SCH1 bzw. SCH2 und Schließen (Öffnen) der Entladeschalter SCH3 und SCH4 in Abhängigkeit von den Stromwerten variabel zu machen, so daß als Entladeschalter Schalter kleinerer Schaltleistung (und i.a. entsprechend kürzeren Schaltzeiten) eingesetzt werden können.

Zur Realisierung der Schalter ist in Abhängigkeit von der zu schaltenden Spannung bzw. dem zu schaltenden Strom entweder ein einzelner

Schalter oder mehrere in Reihe und/oder parallel geschaltete Schalter vorzusehen.

Als Schalter werden vorzugsweise Halbleiter schalter eingesetzt. Von den derzeit verfügbaren Bauelementen kommen dafür in Frage MOS-Feldeffekttransistoren (MOSFET), Static-Induction-Transistoren (SIT), Static-Induction-Thyristoren (SITH), Abschaltthyristoren (GTO), Kaskade- oder Kaskode-Schaltungen usw.

Aus dieser Reihe von Bauelemente-Arten ist jedoch der MOSFET z.Z. am günstigsten, da sich mit ihm sehr kurze Schaltzeiten (und damit sehr geringe Schaltverluste) erzielen lassen. Außerdem entfallen bei ihm die für die bipolaren Bauelemente typischen Speicherzeiten. Ferner ist die Parallelschaltung mehrerer MOSFETs unproblematisch, da sie im Gegensatz zu Bipolartransistoren einen negativen Temperaturgradienten aufweisen, der dazu führt, daß der Durchlaßwiderstand eines MOSFETs mit steigender Temperatur zunimmt und der Durchlaßstrom entsprechend abnimmt, so daß sich der zu führende Gesamtstrom automatisch gleichmäßig auf die parallel geschalteten MOSFETs aufgeteilt und eine Überlastung einzelner MOSFET dadurch verhindert wird.

Um bei Lastabwurf, d.h. bei Unterbrechung der Verbindung zum Lastwiderstand, die nunmehr ungedämpften Tiefpaßfilter in dem erfindungsgemäßen Verstärkermodul V an dem Punkt A in den FIG. 7 und 8 nicht auf die doppelte Ausgangsspannung $2U_A$ schwingen zu lassen, ist in einer weiteren vorteilhaften Weiterbildung der erfindungsgemäßen Grundschaltung jeweils eine Kappdiode KD1 bzw. KD2 vom Verstärkerausgang A bzw. B zum Ausgang P3 bzw. P4 des zugeordneten Gleichspannungsnetzgeräts UB1 bzw. UB2 geschaltet, die diese Überschwinger in den Spannungen "klemmt", d.h. abschneidet. Die Dioden KD1, KD2 brauchen nicht sehr schnell zu sein, d.h. t_r kann groß sein. Sie müssen nur die Schwingungen bei der Resonanzfrequenz der Tiefpaßfilter (die im Anwendungsfall als Modulationsverstärker für einen Sender im kHz-Bereich liegt) kappen können.

Zur Abschaltung des gesamten Verstärkermoduls V z.B. in Störfällen kann in einer vorteilhaften Weiterbildung der erfindungsgemäßen Grundschaltung gemäß den Schaltungen in FIG. 7 und 8 der Netztransformator TR durch Leistungs-Schutzrelais RE1-RE3 von der übrigen Schaltung getrennt werden.

Zur Realisierung des erfindungsgemäßen Leistungsverstärkers gemäß FIG. 1 werden mehrere dieser erfindungsgemäßen Verstärkermodulen V, die ja in sich bereits komplette Leistungsverstärker sind, ausgangsseitig in Reihe schaltet, wie dies anhand der Figuren 9-11 im folgenden näher erläutert werden soll.

Der Leistungsverstärker in FIG. 9 besteht aus

N gleichartigen erfindungsgemäßen Verstärkermodulen V_1-V_N gemäß FIG. 7 in dreiphasiger Ausführung, wobei die Netztransformatoren der einzelnen Verstärkermodulen V_1-V_N vorteilhaftweise zu einem Netztransformator TR mit einem Satz von im Dreieck geschalteten Primärwicklungen 2 und mit einer der Zahl der Verstärkermodulen V_1-V_N entsprechenden Anzahl von Sekundärwicklungssätzen 4_1-4_N sowie mit einer an Masse liegenden gemeinsamen Schirmung 3 zusammengefaßt worden sind.

Ein Vorteil dieser Lösung gegenüber der aus der DE-A1-30 44 956 bekannten Lösung (vgl. FIG. 4) besteht darin, daß die Zahl der sekundären Transformatorwicklungen durch die Verwendung von Doppelnetzgeräten halbiert ist, so daß schon allein deswegen die Verlustleistungen in den Aufbaukapazitäten des Netztransformators in der Regel geringer ausfallen.

Leistungsreduzierungen des erfindungsgemäßen Verstärkers erfolgen entweder durch zwangswisees Abschalten einzelner Verstärkermodulen durch die Schalter in den Verstärkermodulen selbst oder vorteilhaft durch die jeweils zwischen Transformator TR und Gleichrichterschaltungen (G1-G6 in FIG. 8) angebrachten Leistungs-Schutzrelais (RE1-RE3 in FIG. 8), da im letzterem Fall auch bei durchlegierten (leitenden) Halbleiterschaltern die betreffenden Modulen abgeschaltet werden können.

Der Leistungsverstärker in FIG. 10 unterscheidet sich von dem Verstärker in FIG. 9 dadurch, daß die einzelnen Tiefpaßfilter in den Verstärkermodulen V_1-V_N gemäß FIG. 8 zweistufig ausgeführt worden sind.

Der Leistungsverstärker in FIG. 11 unterscheidet sich von dem Verstärker in FIG. 9 dadurch, daß ein separates Tiefpaßfilter FL, FC dem Leistungsverstärker nachgeschaltet ist.

In den Figuren 9-11 sind die entsprechenden neben Schirmkapazitäten CT zusätzlich auch die weiter oben bereits erwähnten Querkapazitäten CQ zwischen räumlich benachbarten Sekundärwicklungen 4_1-4_N des Netztransformators TR eingezeichnet. Die Schirmkapazitäten CT bzw. Querkapazitäten CQ sind dabei der Übersichtlichkeit wegen als echte Kondensatoren (mit durchgezogenen Verbindungslien) und nicht als aufbaubedingte Kapazitäten (mit gestrichelten Verbindungslien) gezeichnet. Hiermit soll jedoch nur verdeutlicht werden, daß diese Kapazitäten integrale Bestandteile der nachgeschalteten Tiefpaßfilter in den einzelnen Verstärkermodulen V_1-V_N sind. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind außerdem in diesen Figuren keine weiteren Details zum Aufbau des verwendeten Netztransformators (Eisenkern, Isolermaterialien usw.) enthalten, die aber dennoch bei der Realisierung der erfindungsgemäßen Leistungsverstärker zu berücksichtigen sind.

Bei bestimmten Anwendungen kann es vorteil-

haft sein, anstelle des bisher diskutierten einstufigen Tiefpaßfilters ein mehrstufiges Tiefpaßfilter, z.B. ein zweistufiges Tiefpaßfilter, zu verwenden. Hier gibt es zwei Möglichkeiten, das Filter erfindungsgemäß zu integrieren. Entweder wird es, wie z.B. in FIG. 10 gezeigt, voll in die einzelnen Verstärkermodulen V_1-V_N integriert, wobei in diesem Fall nur die Filterkondensatoren der jeweils letzten Filterstufe der einzelnen Tiefpaßfilter in Reihe zu schalten wären, oder es wird, wie z.B. in FIG. 11 gezeigt, nur ein Teil der Filterstufen integriert und die restlichen Stufen dem Leistungsverstärker nachgeschaltet.

Der Vorteil der ersten Lösung (FIG. 10) ist vor allem in der vollen Prüfbarkeit der einzelnen Verstärkermodulen zu sehen, während die zweite Lösung (FIG. 11) vor allem den Vorteil hat, daß sich fertigungstechnische Toleranzen der einzelnen Filterglieder der ersten Stufe praktisch nicht auf die Qualitätswerte des Ausgangssignals des Leistungsverstärkers auswirken können.

Mit der erfindungsgemäßen Lösung ist es generell möglich, mit einer relativ niedrigen Schaltfrequenz für die einzelnen Schaltverstärker und der Phasenverschiebung eine relativ hohe resultierende Abtast- bzw. Schaltfrequenz insgesamt zu erreichen, die mit der Anzahl der in Reihe geschalteten Schaltverstärker linear anwächst und die u.a. einen erheblichen verringerten Filteraufwand zur Folge hat. Eine erhebliche Verringerung des Aufwands bei den Transformatoren wird, wie weiter oben bereits erwähnt, erfindungsgemäß durch die Verwendung von sekundärseitig geschalteten Schaltverstärkern erzielt.

Es versteht sich, daß die Erfindung mit fachmännischem Können und Wissen aus- und weitergebildet werden kann bzw. an die unterschiedlichen Anwendungen angepaßt werden kann, ohne daß dies hier an dieser Stelle näher erläutert werden muß.

So ist es z.B. möglich, in den Figuren 9 bis 11 anstelle des einen Drehstromtransformators mit einem z.B. im Dreieck geschalteten Primärwicklungssatz und N Sekundärwicklungssätzen zwei Drehstromtransformatoren mit jeweils $N/2$ Sekundärwicklungssätzen zu verwenden, von denen der eine primärseitig im Dreieck und der andere primärseitig im Stern geschaltet ist, so daß fiktiv dadurch eine 12-Puisschaltung mit entsprechend verringertem Netzoberschwingungsanteil realisiert wird.

Weiterhin ist es von der Konstruktion eines Netztransformators her von Vorteil, gemäß FIG. 12 die sekundärseitigen Anschlüsse A1-A4 bzw. A5-A8 zweier räumlich benachbarter und im Stern geschalteter Sekundärwicklungssätze 4_1 und 4_2 eines Drehstrom-Netztransformators TR über einen gemeinsamen Stützer 6 aus dem Transformatorgehäuse herauszuführen.

Gemäß FIG. 13 ist ein solcher Stützer 6 z.B. aus Gießharz herstellbar und in die Außenwand 7 eines mit Öl 8 gefüllten Netztransformators einsetzbar. Die Anschlüsse A1 bis A8 entsprechend dabei denjenigen der FIG. 12.

FIG. 14 zeigt eine Aufsicht auf einen Stützer gemäß FIG. 13. Die an dem Außenring angegebenen Spannungsangaben sind beispielhaft gewählte Effektivwerte für Gleichspannungsnetzgeräte (UB1, UB2 in FIG. 8), die jeweils Gleichspannungen von ungefähr ± 670 V bezüglich des Verbindungspunktes P2 in FIG. 7 oder 8 erzeugen.

Ferner ist es möglich, zur galvanischen Trennung Impulsübertrager anstelle von Lichtleitkabeln in den Steuer- und/oder Übertragungsleitungen der Steuerschaltung vorzusehen.

Außerdem ist es möglich, das Rückkopplungssignal nicht vor dem nachgeschalteten Tiefpaßfilter zu gewinnen, sondern am Ausgang des Tiefpaßfilters, was insbesondere dann von Vorteil ist, wenn das Tiefpaßfilter ganz oder teilweise in die einzelnen Schaltverstärker integriert ist.

Schließlich ist es möglich, die komplette Ansteuerung der Schaltstufen mit einem Mikrocomputer oder Mikroprozessor zu realisieren.

Ansprüche

1. Leistungsverstärker zum Verstärken eines analogen Eingangssignals, mit N ausgangsseitig in Reihe geschalteten Schaltverstärkern und einem nachgeschalteten Tiefpaßfilter welche Schaltverstärker durch pulsdauermodulierte Impulsfolgen angesteuert werden, welche aus dem Eingangssignal abgeleitet sind und gegeneinander phasenverschoben sind, dadurch gekennzeichnet, daß als Schaltverstärker sekundärseitig geschaltete Schaltverstärker (V1-VN) vorgesehen sind (FIG. 1).

2. Leistungsverstärker nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenverschiebung zwischen zwei zeitlich direkt aufeinander folgenden Impulsfolgen jeweils $360^\circ/N$ beträgt.

3. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erzeugung der einzelnen Impulsfolgen eine digital oder analog arbeitende Steuerschaltung (ST) vorgesehen ist und daß diese Steuerschaltung (ST) über vorzugsweise als Lichtleitkabel ausgebildete Steuerleitungen (ST1-STN) mit den einzelnen Schaltverstärkern (V1-VN) verbunden ist (FIG. 1).

4. Leistungsverstärker nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet,

- daß zur Erzeugung der einzelnen Impulsfolgen in der Steuerschaltung (ST) digital oder analog arbeitende Pulsdauermodulatoren (PDM1-PDMN) vorgesehen sind;
- daß jeder dieser Pulsdauermodulatoren (PDM1-

PDMN) ausgangsseitig über eine der vorzugsweise als Lichtleitkabel ausgebildeten Steuerleitungen (ST1- STN) mit dem ihm zugeordneten Schaltverstärker (V1-VN) und eingangsseitig über eine erste Übertragungsleitung (LK1-LKN) mit einem für alle Pulsdauermodulatoren (PDM1-PDMN) gemeinsamen Vormodulator (VM) verbunden ist;

5. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 3 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß jeder dieser Pulsdauermodulatoren (PDM1-PDMN) mit seinem Referenzeingang über eine zweite Übertragungsleitung (K1-KN) mit einer für alle Pulsdauermodulatoren (PDM1-PDMN) gemeinsamen Referenzoszillatorstufe (ROS) verbunden ist und von dieser ein mit der Phasenverschiebung der von ihm zu erzeugenden Impulsfolge versehenes Referenzsignal empfängt (FIG. 2).

6. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet,

- daß die Schaltverstärker (V1-VN) mit Netztransformatoren ausgerüstet sind;

7. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet,

- daß diese Netztransformatoren zu einem Netztransformator (TR) mit einer Primärwicklung (2) und einer der Anzahl der Schaltverstärker (V1-VN) entsprechenden Zahl von Sekundärwicklungen (41-4N) zusammengefaßt sind;

8. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet,

- daß bei Verwendung von Netztransformatoren mit Schirmung auch die Schirmungen zu einer gemeinsamen an Masse liegenden Schirmung (3) zusammengefaßt sind;
- daß für den Fall eines Drehstrom-Netztransformators mit der dreifachen Zahl von Primärwicklungen die Primärwicklungen im Dreieck geschaltet sind (FIG. 1).

9. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet,

10. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet,

- daß die Schaltverstärker mit Netztransformatoren ausgerüstet sind;
- daß diese Netztransformatoren zu zwei Netztransformatoren mit jeweils einer Primärwicklung und einer der halben Anzahl der Schaltverstärker entsprechenden Zahl von Sekundärwicklungen zusammengefaßt sind;

11. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet,

- daß die beiden Netztransformatoren vorzugsweise jeweils eine an Masse liegende Schirmung aufweisen;

12. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet,

- daß für den Fall von Drehstrom-Netztransformatoren mit der dreifachen Zahl von Primärwicklungen die Primärwicklungen des einen Transformators im Dreieck und die Primärwicklungen des anderen Transformators im Stern geschaltet sind.

13. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß das

Tiefpaßfilter (FL1, FC; FL2, FC2) ganz oder teilweise in die einzelnen Schaltverstärker (V1-VN) integriert ist (FIG. 6).

9. Leistungsverstärker nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß jeweils zwei direkt hintereinander in Reihe geschaltete und jeweils aus Gleichspannungsnetzgerät (UB1; UB2), Schalter (SCH1; SCH2) und Freilaufdiode (FD1; FD2) bestehende Schaltverstärker mit integriertem Tiefpaßfilter (FL1, FC1; FL2, FC2) zu einem Verstärkermodul (V) derart zusammengefaßt sind, daß die Gleichspannungsnetzgeräte (UB1, UB2), die Freilaufdioden (FD1, FD2) sowie die Filterkondensatoren (FC1, FC2) der beiden Schaltverstärker jeweils miteinander in Reihe geschaltet sind;

- daß die Netztransformatoren der beiden Schaltverstärker zu einem für beide Gleichspannungsnetzgeräte (UB1, UB2) gemeinsamen, vorzugsweise dreiphasig ausgeführten Netztransformator (TR) mit in einem Sternpunkt (P1) zusammengeschalteten Sekundärwicklungen (4) zusammengefaßt sind;
- daß die Verbindungspunkte (P2, P5, P8) zwischen den in Reihe geschalteten Gleichspannungsnetzgeräten (UB1, UB2), den in Reihe geschalteten Freilaufdioden (FD1, FD2) und den in Reihe geschalteten Filterkondensatoren (FC1, FC2) über eine durchgehende Verbindungsleitung (VL) direkt mit dem Sternpunkt (P1) verbunden sind;
- daß die Endpunkte (P3, P6, P9; P4, P7, P10) der drei Reihenschaltungen aus Gleichspannungsnetzgeräten (UB1, UB2), Freilaufdioden (FD1, FD2) und Filterkondensatoren (FC1, FC2) jeweils über eine weitere Reihenschaltung aus Schalter (SCH1; SCH2) und Filterspule (FL1; FL2) miteinander verbunden sind und die Reihenschaltung der Freilaufdioden (FD1, FD2) mit ihren Endpunkten (P6; P7) dabei jeweils zwischen Schalter (SCH1; SCH2) und Filterspule (FL1; FL2) angeschlossen ist (FIG. 7 und 8).

10. Leistungsverstärker nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet,

- daß die beiden Tiefpaßfilter in dem Verstärkermodul (V) jeweils aus mehreren hintereinander geschalteten Filterstufen (FL1, FC1; FL3, FC3 bzw. FL2, FC2; FL4, FC4) bestehen;
- daß die einzelnen Filterstufen jeweils eine Filterspule (FL1-FL4) und einen der jeweiligen Filterspulen nachgeschalteten Filterkondensator (FC1-FC4) enthalten;
- daß die Filterspulen (FL1, FL3 bzw. FL2, FL4) der einzelnen Filterstufen eines Tiefpaßfilters jeweils in Reihe und die Filterkondensatoren (FC1, FC3 bzw. FC2, FC4) der Filterstufen eines Tiefpaßfilters jeweils parallel zueinander geschaltet sind;
- daß die Filterkondensatoren (FC1, FC2 bzw. FC3, FC4) gleichrangiger Filterstufen (FL1, FC1; FL2, FC2 bzw. FL3, FC3; FL4, FC4) der beiden Tiefpaß-

filter jeweils in Reihe geschaltet sind und - daß die Verbindungspunkte (P8, P8') zwischen zwei jeweils in Reihe geschalteten Filterkondensatoren (FC1, FC2 bzw. FC3, FC4) über die durchgehende Verbindungsleitung (VL) direkt mit dem Sternpunkt (P1) verbunden sind (FIG. 8).

11. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 9 bis 10, dadurch gekennzeichnet,

- daß die beiden in Reihe geschalteten Gleichspannungsnetzgeräte (UB1, UB2) in dem Verstärkermodul (V) durch zwei gegenpolig parallel an die dem Sternpunkt (P1) gegenüberliegenden Enden der Sekundärwicklungen (4) des Netztransformators (TR) angeschlossene und bezüglich des Sternpunktes (P1) zwei Gleichspannungen mit unterschiedlicher Polarität erzeugende Drehstrom-Stern-Gleichrichterschaltungen (G1, G3, G5 bzw. G2, G4, G6) mit jeweils einem nachgeschalteten und aus Siebdrossel (SL1 bzw. SL2) und Siebkondensator (SC1 bzw. SC2) bestehenden Siebglied (SL1, SC1 bzw. SL2, SC2) realisiert sind;
- daß die Siebkondensatoren (SC1, SC2) der beiden Siebglieder (SL1; SC1 bzw. SL2, SC2) in Reihe geschaltet sind und ihr gemeinsamer Verbindungspunkt der über die durchgehende Verbindungsleitung (VL) direkt an den Sternpunkt (P1) angeschlossene Verbindungspunkt (P2) der beiden in Reihe geschalteten Gleichspannungsnetzgeräte (UB1, UB2) ist (FIG. 8).

12. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 9 bis 11, dadurch gekennzeichnet,

- daß zwischen den beiden in Reihe geschalteten Gleichspannungsnetzgeräten (UB1, UB2) und den beiden in Reihe geschalteten Freilaufdioden (FD1, FD2) in dem Verstärkermodul (V) jeweils eine Reihenschaltung aus einem weiteren Schalter (SCH3; SCH4) und einem Widerstand (R1; R2) parallel zur jeweiligen Freilaufdiode (FD1; FD2) geschaltet ist;
- daß diese beiden weiteren Schalter (SCH3; SCH4) jeweils komplementär, d.h. im Gegentakt zu dem zugehörigen ersten Schalter (SCH1; SCH2) geschaltet sind (FIG. 7 und 8).

13. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 9 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß jeder der beiden Endpunkte (P3; P4) der Gleichspannungsnetzgeräte-Reihenschaltung (UB1, UB2) jeweils über eine Kappdiode (KD1; KD2) mit dem ihm zugeordneten Ausgang (A; B) des Verstärkermoduls (V) verbunden ist (FIG. 7 und 8).

14. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 9 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß dem Netztransformator (TR) sekundärseitig Leistungs-Schutzrelais (RE1-RE3) nachgeschaltet sind (FIG. 7 und 8).

15. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 9 bis 14, dadurch gekennzeichnet, daß die einzelnen Verstärkermoduln (V₁-V_N) gleich aufge-

baut sind und im wesentlichen gleiche Ausgangssignale liefern.

16. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 9 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß die Schalter (SCH1-SCH4) in den einzelnen Verstärkermodulen (V_i) jeweils aus einem Halbleiterschalter oder mehreren in Reihe und/oder parallel geschalteten Halbleiterschaltern bestehen.

5

17. Leistungsverstärker nach Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, daß die Halbleiterschalter MOS-Feldeffekttransistoren (MOSFET) oder Static-Induction-Transistoren (SiT) oder Static-Induction-Thyristoren (SiTh) oder Abschalthyristoren (GTO) oder Kaskade- oder Kaskode-Schaltungen sind.

10

18. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 9 bis 17, dadurch gekennzeichnet, daß den ausgangsseitig in Reihe geschalteten Verstärkermodulen (V₁-V_N) ein zusätzliches Tiefpaßfilter (FL, FC) nachgeschaltet ist (FIG. 11).

15

19. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 18, gekennzeichnet durch die Anwendung als Modulationsverstärker für Sender, insbesondere als Modulationsverstärker für amplitudenmodulierte Hochleistungs-Rundfunksender des Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereichs mit einer anodenmodulierten RF-Endstufenröhre.

20

20. Leistungsverstärker nach einem der Ansprüche 1 bis 18, gekennzeichnet durch die Anwendung als Hochspannungs-Gleichstromversorgung, insbesondere für die Stromversorgung von Magneten in Teilchenbeschleunigeranlagen.

25

30

35

40

45

50

55

12

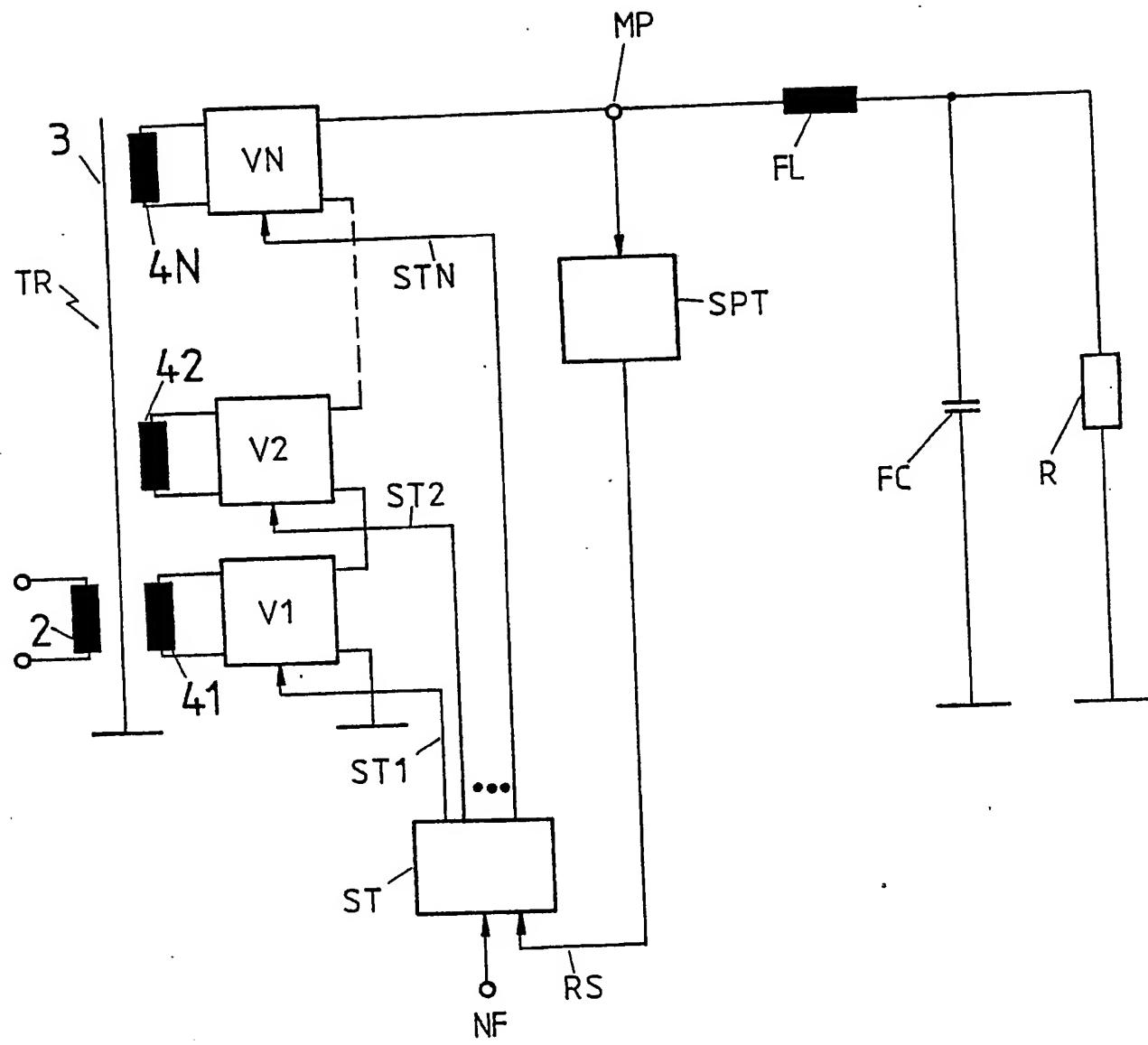


FIG. 1

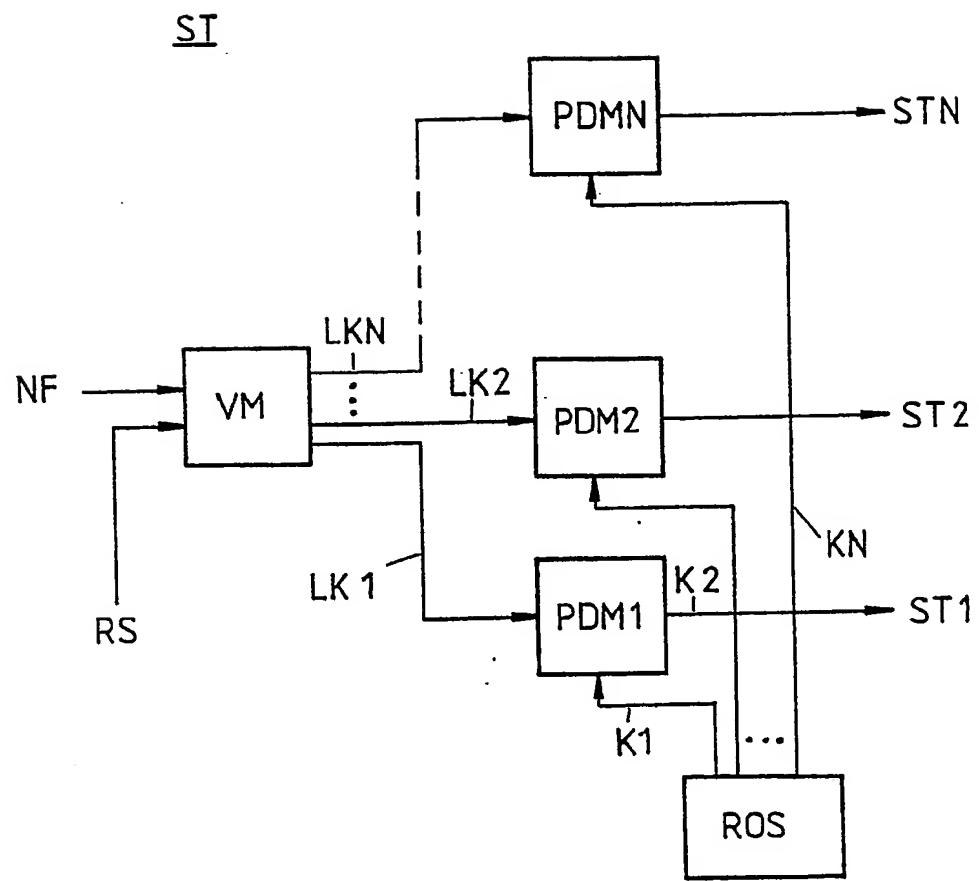
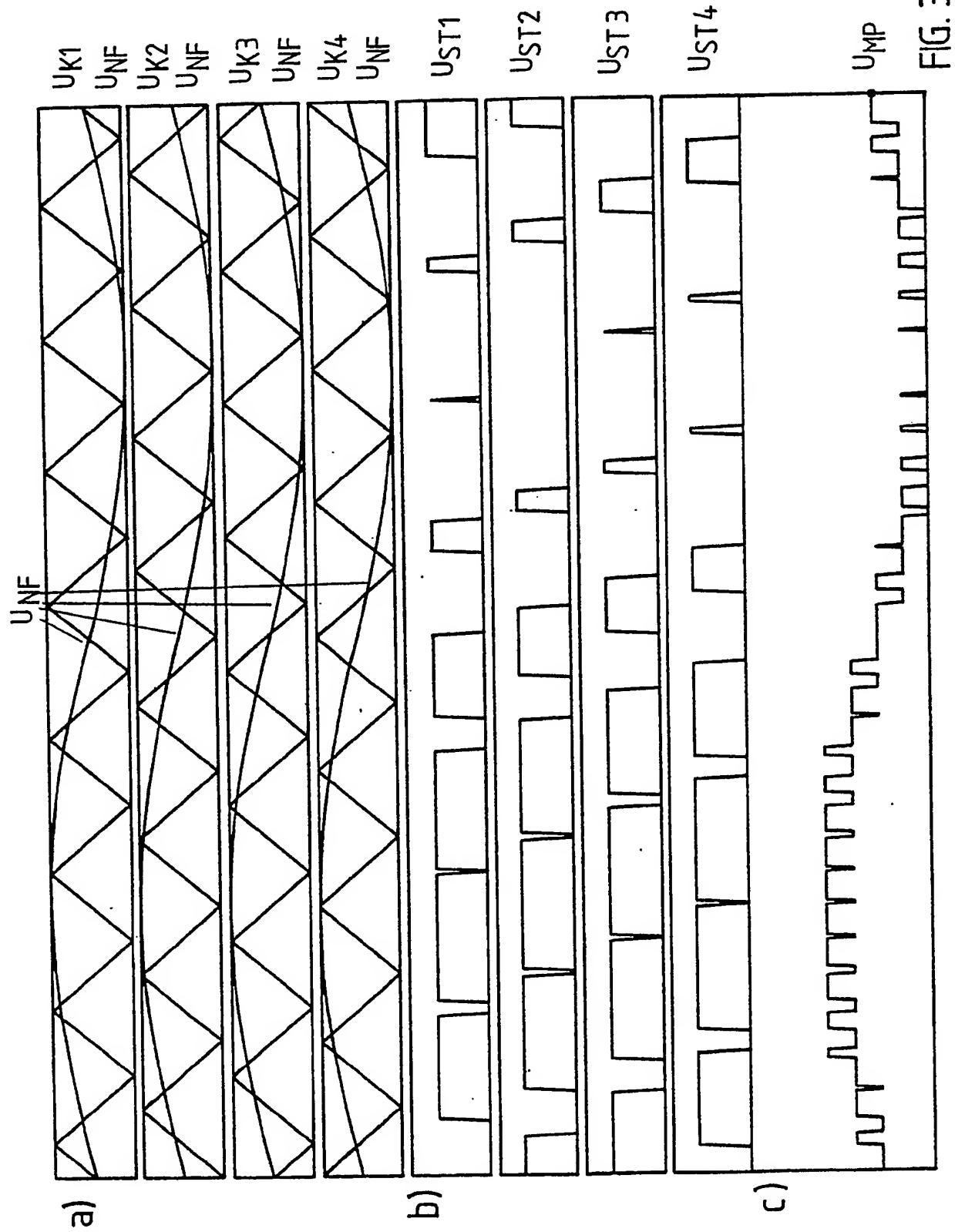


FIG. 2



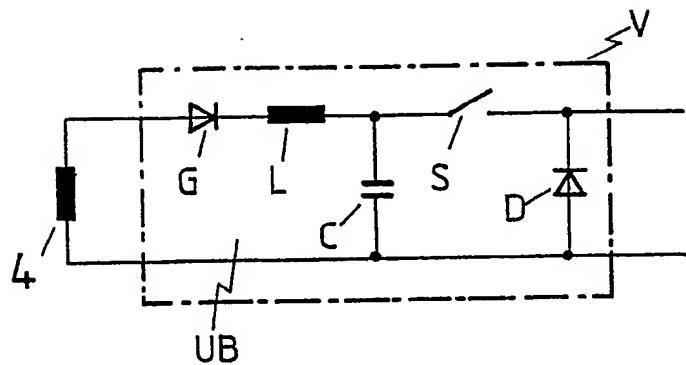


FIG. 4

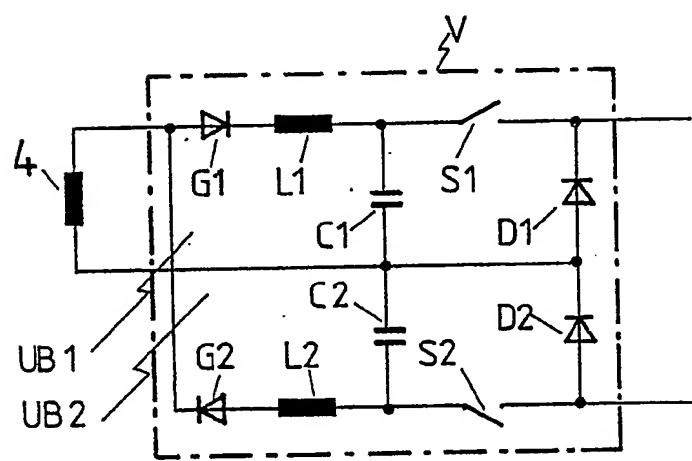


FIG. 5

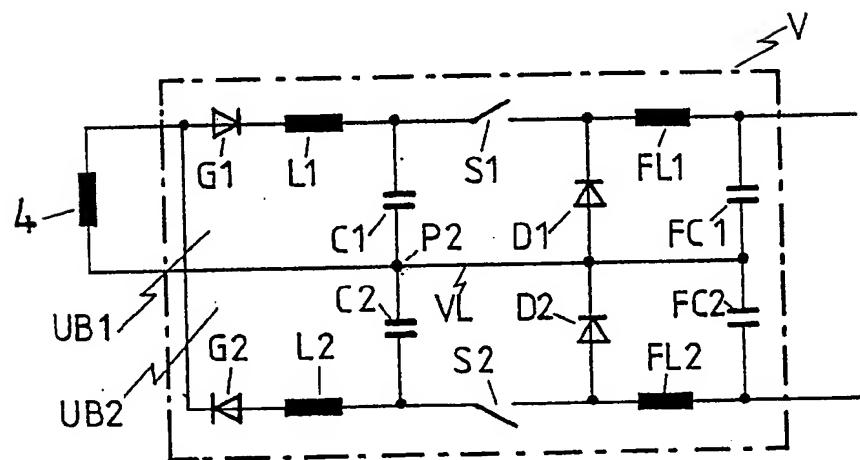


FIG. 6

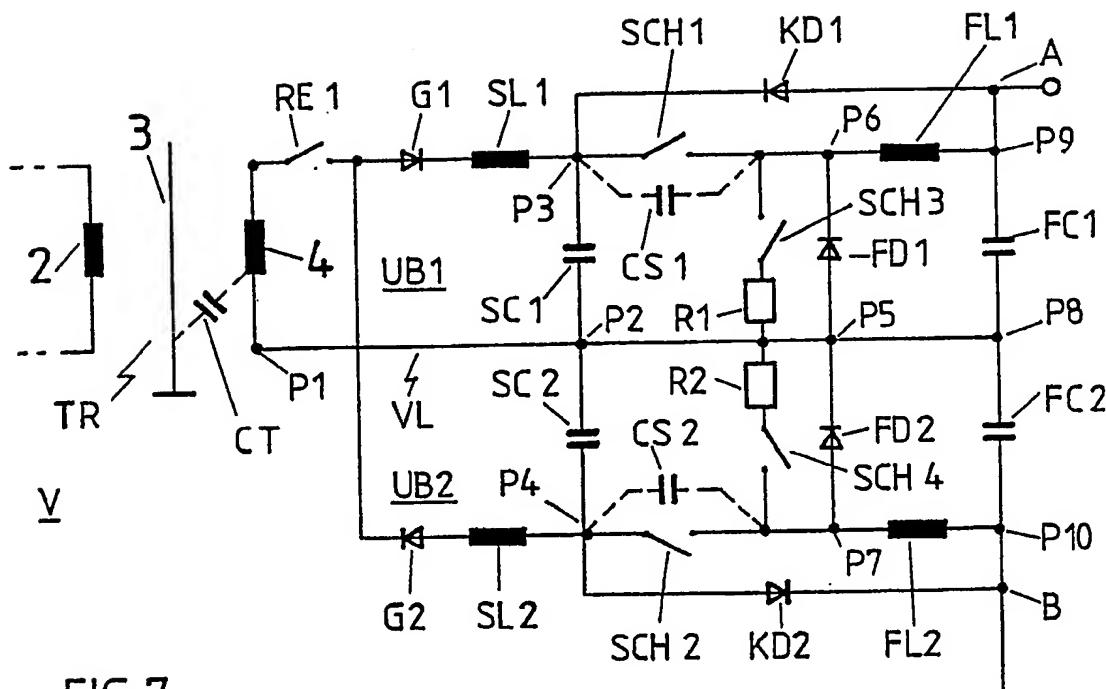


FIG.7

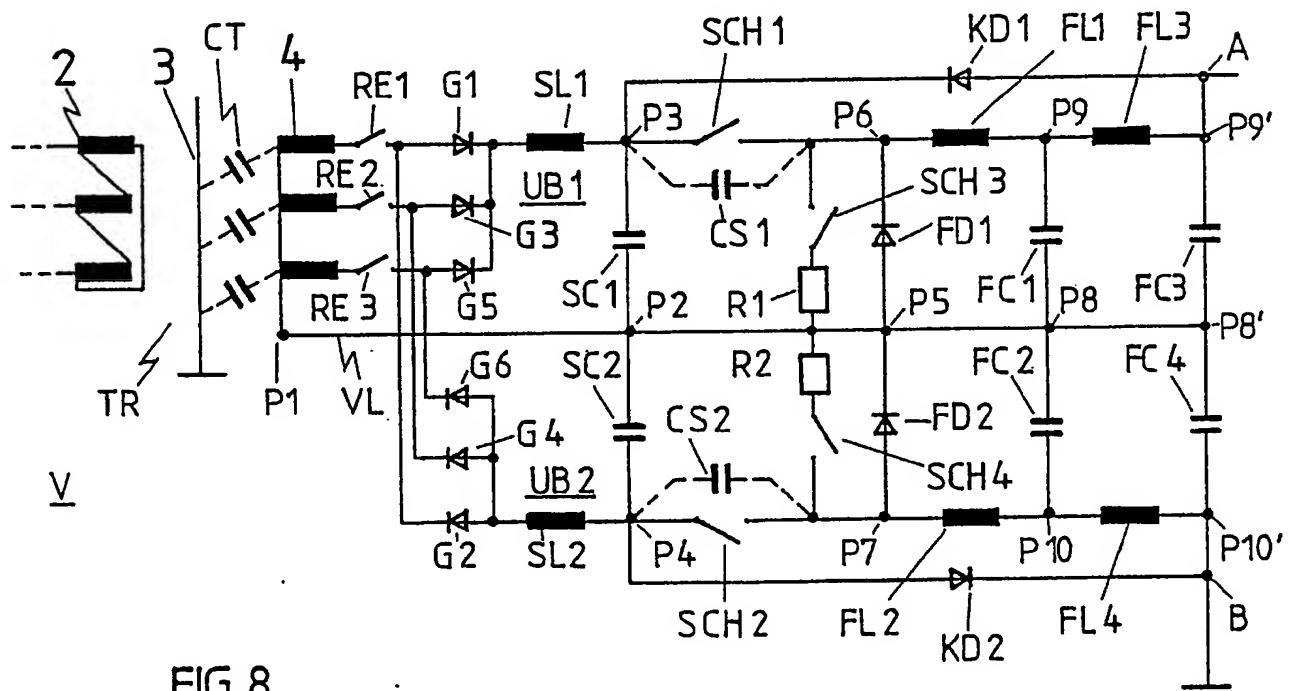


FIG.8

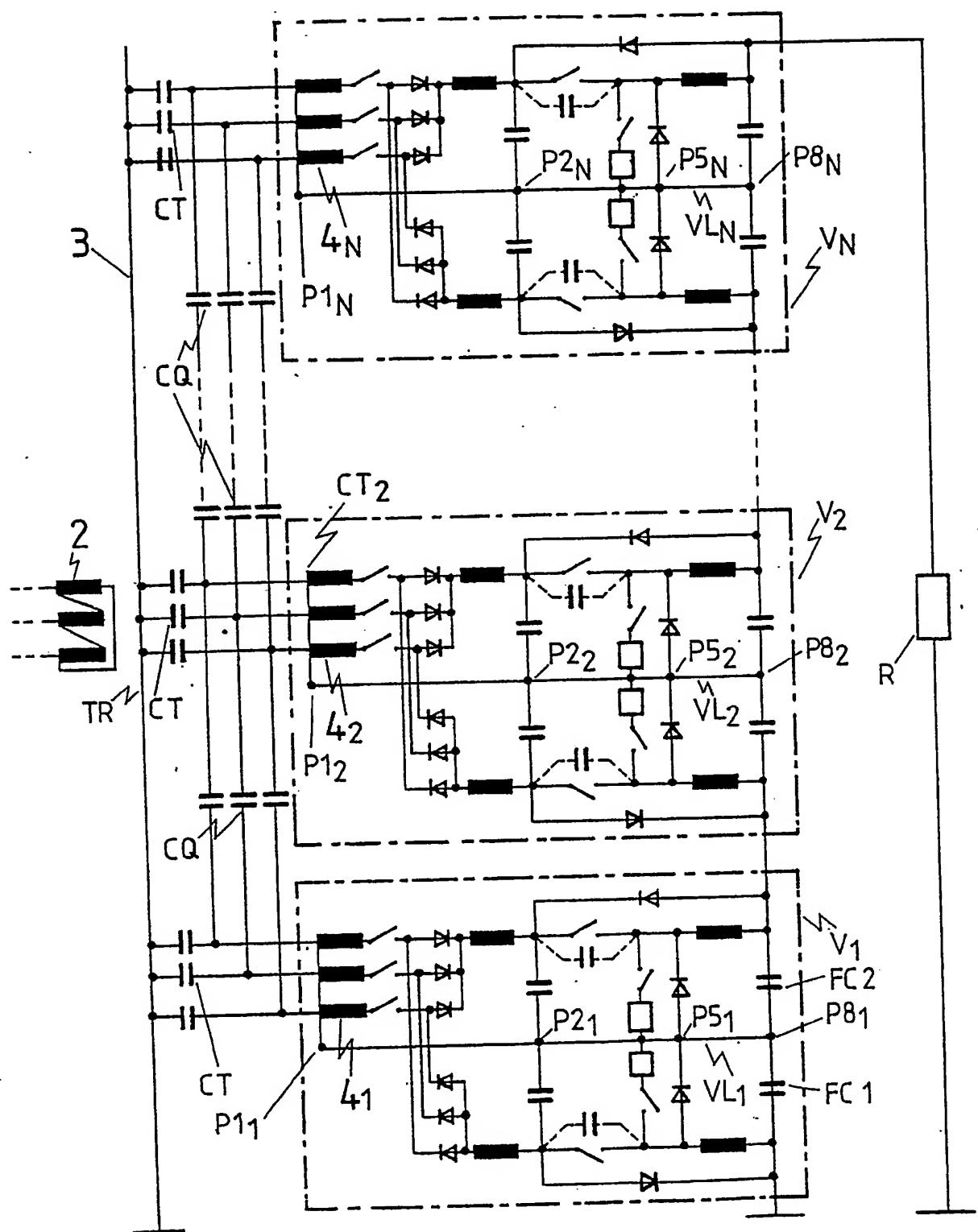


FIG. 9

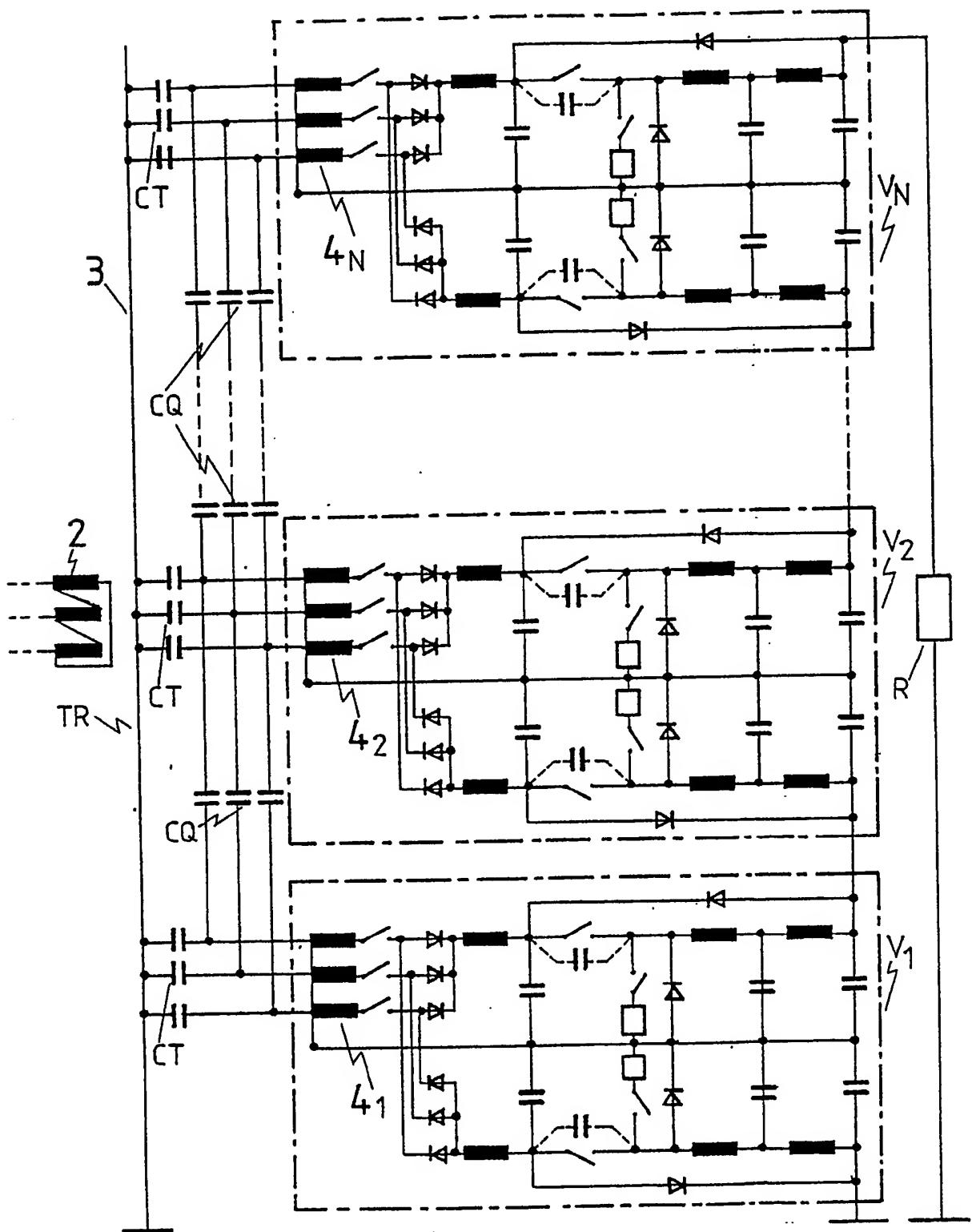


FIG. 10

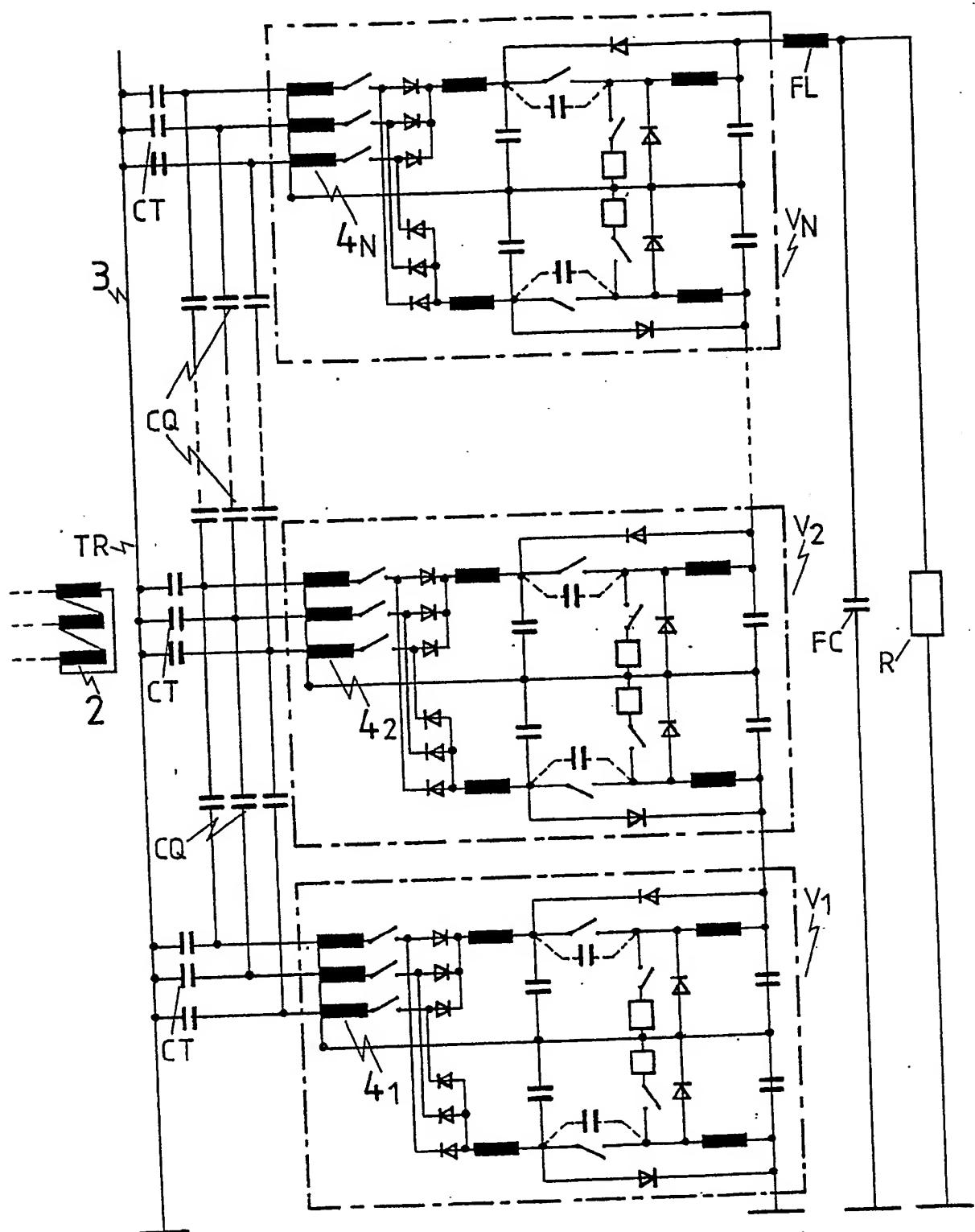
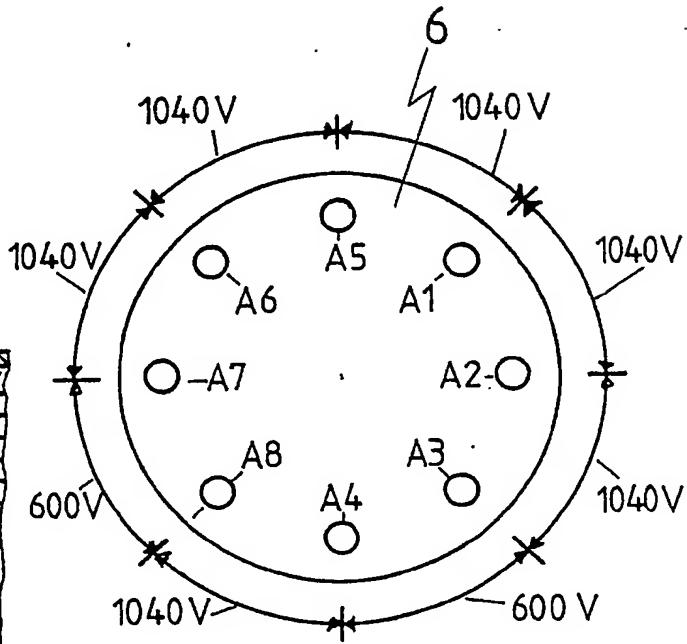
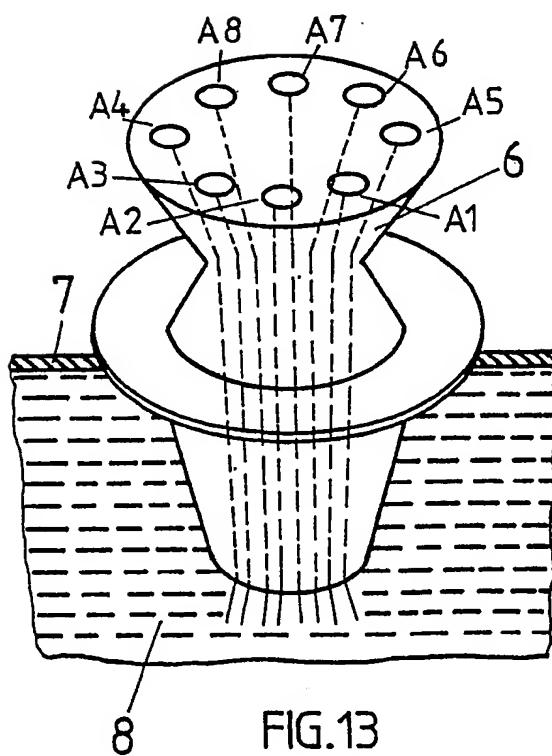
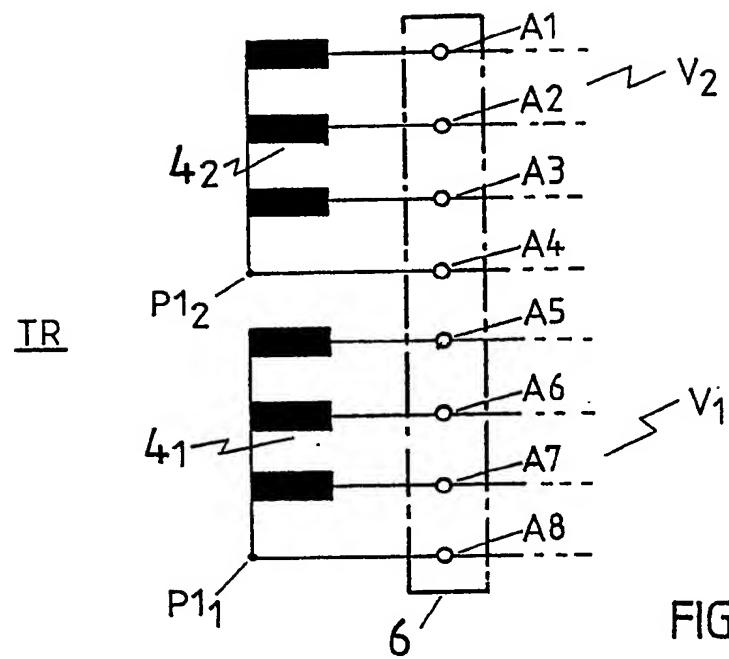


FIG. 11





EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betritt Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.S)
D, Y	EP-A-0 066 904 (BBC AG BROWN BOVERI & CIE) * Figuren 1-3; Seite 3, Zeilen 7-29; Seite 8, Zeile 18 - Seite 9, Zeile 25; Seite 4, Zeile 16 - Seite 5, Zeile 17 *	1-3	H 03 F 3/217
A	---	6, 11	
D, Y	EP-A-0 025 234 (PATELHOLD) * Figuren 1-6; Zusammenfassung; Seite 3, Zeile 4 - Seite 4, Zeile 6; Seite 9, Zeile 1 - Seite 12, Zeile 20 *	1-3	
A	---	4, 8-10, 15	
A	EP-A-0 058 443 (BBC AG BROWN BOVERI & CIE) * Figur 3; Zusammenfassung *	1-3	
A	---	7, 18, 19	
A	EP-A-0 267 391 (LICENTIA PATENT-VERWALTUNGS-GmbH) * Figuren 1-2; Spalte 4, Zeilen 34-55 *	4, 5	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.S)
A	US-A-4 403 197 (H. I. SWANSON) * Figuren 2, 2A; Spalte 6, Zeilen 36-57 *	4, 5	H 03 F H 02 M
A	---	17	
A	DE-A-3 447 566 (LICENTIA PATENT-VERWALTUNGS-GmbH) * Figur 1; Seite 9, Zeilen 10-22 *	16	
A	---		
A	EP-A-0 261 366 (LICENTIA PATENT-VERWALTUNGS-GmbH) * Figur 1; Zusammenfassung *		

Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort	Abschlußdatum der Recherche	Prüfer	
DEN HAAG	27-09-1989	TYBERGHEN G.M.P.	
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE			
X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet	T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze		
Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie	E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmelde datum veröffentlicht worden ist		
A : technologischer Hintergrund	D : in der Anmeldung angeführtes Dokument		
O : nichtschriftliche Offenbarung	L : aus andern Gründen angeführtes Dokument		
P : Zwischenliteratur	& : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument		